



min

0300

PATENT
0020-4933P-SP

THE U.S. PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant: Keiichi SAKUNO Conf.: 8373
Appl. No.: 09/993,698 Group: unassigned
Filed: November 27, 2001 Examiner: UNASSIGNED
For: POWER AMPLIFICATION CIRCUIT AND
COMMUNICATION DEVICE USING THE SAME

LETTER

Assistant Commissioner for Patents
Washington, DC 20231

February 7, 2002

Sir:

Under the provisions of 35 U.S.C. § 119 and 37 C.F.R. § 1.55(a), the applicant(s) hereby claim(s) the right of priority based on the following application(s):

<u>Country</u>	<u>Application No.</u>	<u>Filed</u>
JAPAN	2000-359218	November 27, 2000
JAPAN	2001-315263	October 12, 2001

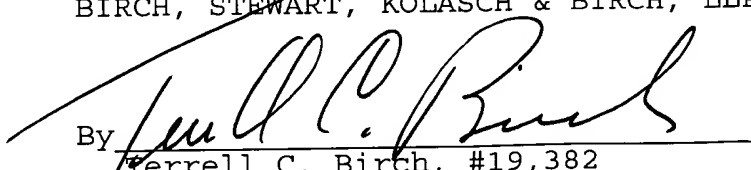
A certified copy of the above-noted application(s) is(are) attached hereto.

If necessary, the Commissioner is hereby authorized in this, concurrent, and future replies, to charge payment or credit any overpayment to Deposit Account No. 02-2448 for any additional fee required under 37 C.F.R. §§ 1.16 or 1.17; particularly, extension of time fees.

Respectfully submitted,

BIRCH, STEWART, KOLASCH & BIRCH, LLP

By


Terrell C. Birch, #19,382

TCB:ll
0020-4933P-SP

P.O. Box 747
Falls Church, VA 22040-0747
(703) 205-8000

Attachment



日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

SI: 09/993,698
K. SAKEMOTO
Filed: 11/27/2001
DN: 20-4933P
BSKB 703-205-8000

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日
Date of Application:

2000年11月27日

出 願 番 号
Application Number:

特願2000-359218

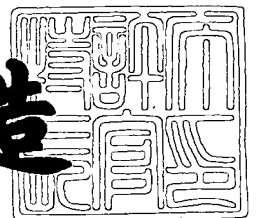
出 願 人
Applicant(s):

シャープ株式会社

2001年11月 2日

特 許 庁 長 官
Commissioner,
Japan Patent Office

及 川 耕 造



出証番号 出証特2001-3096903

【書類名】 特許願

【整理番号】 173908

【提出日】 平成12年11月27日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H03F 1/32
H03G 3/00

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府大阪市阿倍野区長池町 2 2 番 2 2 号 シャープ株式会社内

【氏名】 作野 圭一

【特許出願人】

【識別番号】 000005049

【住所又は居所】 大阪府大阪市阿倍野区長池町 2 2 番 2 2 号

【氏名又は名称】 シャープ株式会社

【代理人】

【識別番号】 100062144

【弁理士】

【氏名又は名称】 青山 葆

【選任した代理人】

【識別番号】 100084146

【弁理士】

【氏名又は名称】 山崎 宏

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 013262

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

特 2 0 0 0 - 3 5 9 2 1 8

【包括委任状番号】 0003090

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 電力増幅回路およびそれを用いた通信装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 電力増幅器と、上記電力増幅器の信号入力端子と信号出力端子との間に接続された負帰還回路とを備えた電力増幅回路であって、

上記負帰還回路のインピーダンスがその負帰還回路の両端に生じる信号電圧に依存することを特徴とする電力増幅回路。

【請求項 2】 請求項 1 に記載の電力増幅回路において、

上記負帰還回路のインピーダンスは、その負帰還回路の両端に生じる信号電圧の増大に伴って増大することを特徴とする電力増幅回路。

【請求項 3】 請求項 1 または 2 に記載の電力増幅回路において、

上記負帰還回路は、ダイオードとキャパシタンス素子との直列接続回路であることを特徴とする電力増幅回路。

【請求項 4】 請求項 1 または 2 に記載の電力増幅回路において、

上記負帰還回路は、第 1 のダイオードおよび第 2 のダイオードが順方向が互いに対向するように直列に接続された直列接続回路であることを特徴とする電力増幅回路。

【請求項 5】 請求項 4 に記載の電力増幅回路において、

上記第 1, 第 2 のダイオードによる直列接続回路は、1 つのバイポーラトランジスタのベース-エミッタ間接合およびベース-コレクタ間接合で構成されていることを特徴とする電力増幅回路。

【請求項 6】 請求項 4 に記載の電力増幅回路において、

上記第 1, 第 2 のダイオードによる直列接続回路は、第 1 のバイポーラトランジスタのベース、コレクタおよびエミッタのうちの 2 端子間の接合および第 2 のバイポーラトランジスタのベース、コレクタおよびエミッタのうちの 2 端子間の接合で構成されていることを特徴とする電力増幅回路。

【請求項 7】 請求項 4 に記載の電力増幅回路において、

上記第 1, 第 2 のダイオードによる直列接続回路は、第 1 の電界効果トランジスタのゲート、ドレインおよびソースのうちの 2 端子間の接合および第 2 の電界

効果トランジスタのゲート、ドレインおよびソースのうちの 2 端子間の接合で構成されていることを特徴とする電力増幅回路。

【請求項 8】 請求項 4 乃至 7 のいずれか 1 つに記載の電力増幅回路において、

上記第 2 のダイオードは、上記第 1 のダイオードよりも大きな接合面積を有することを特徴とする電力増幅回路。

【請求項 9】 電力増幅器と、上記電力増幅器の接地用端子と接地との間に接続された負帰還回路とを備えた電力増幅回路であって、

上記負帰還回路のインピーダンスはその負帰還回路の両端に生じる信号電圧に依存することを特徴とする電力増幅回路。

【請求項 10】 請求項 9 に記載の電力増幅回路において、

上記負帰還回路のインピーダンスは、その負帰還回路の両端に生じる信号電圧の増大に伴って低下することを特徴とする電力増幅回路。

【請求項 11】 請求項 1 乃至 10 のいずれか 1 つに記載の電力増幅回路が送信部に用いられることを特徴とする通信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明は、通信装置(例えば携帯電話)等に用いられる電力増幅回路に関し、特に低歪増幅を必要とする送信用として用いられる電力増幅回路およびそれを用いた通信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

携帯電話や無線 LAN システム等の今日および将来の無線通信システムでは、QPSK(Quadrature Phase Shift Keying; 直交位相変調)や OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplex; 直交周波数分割多重)等のデジタル変復調が主流となっており、これら無線通信システムで使用される電力増幅回路は、低歪み動作が要求されている。加えて、電池駆動端末の低消費電力化のため、電力増幅回路には高効率動作が要求される。このような電力増幅回路に用いられる増幅

デバイスとしては、シリコンやガリウムヒ素等の半導体を用いたバイポーラトランジスタや電界効果トランジスタが用いられている。これらバイポーラトランジスタや電界効果トランジスタは、飽和動作に近づくと効率が向上する特性を有しているが、飽和動作領域では、振幅歪みや位相歪みが増大するため、高効率動作と低歪み動作はトレードオフの関係にある。このトレードオフを克服するために電力増幅器に負帰還をかける手法が知られている。

【 0 0 0 3 】

図 1 1 は、一般的な負帰還型電力増幅回路を示している。図 1 1 において、1 0 2 は入力信号電力 P_{in} に依存した利得 $G_2(P_{in})$ を有する電力増幅器、1 0 3 はその両端インピーダンスにより帰還量 β を有する負帰還回路であり、電力増幅器 1 0 2 の入出力間に負帰還回路 1 0 3 で並列負帰還をかけることにより、負帰還型電力増幅回路 1 0 1 が構成されている。

【 0 0 0 4 】

上記電力増幅器 1 0 2 は、入力信号電力 P_{in} が増大し、出力信号電力 P_{out} が飽和に近づくとつれて、入力信号電力 P_{in} の増大分よりも出力信号電力 P_{out} の増大分が小さくなるため、増幅器の利得 $G_2(P_{in})$ が徐々に低下する。この利得低下は、いわゆる振幅歪であり、高調波歪の発生原因になると共に、キャリアの瞬時振幅が変動するような変調波入力信号を増幅する場合には、瞬時的な各キャリア振幅に対して利得が異なることになり、増幅後の出力信号の波形に歪みが生じ、隣接チャネル漏洩電力の増大などの通信障害を招く。

【 0 0 0 5 】

一方、上記電力増幅器 1 0 2 に、負帰還回路 1 0 3 により帰還量 β で負帰還をかけた負帰還型電力増幅回路 1 0 1 の利得 $G_3(P_{in})$ は、

【数 1】

$$G_3(P_{in}) = \frac{G_2(P_{in})}{1 + G_2(P_{in})\beta} \quad \dots\dots\dots (式 1)$$

となる。上記(式 1)から明らかなように、負帰還のループ利得 $G_2(P_{in})\beta$ により、利得は、負帰還をかけない場合の $G_2(P_{in})$ に比して $1/(1 + G_2(P_{in})\beta)$ の因子分低下するが、飽和出力付近では、入力信号電力 P_{in} の増大によって、 G

2(Pin)が低下する一方でループ利得も低下する。したがって、入力信号電力Pinの増大に伴い上記因子が大きくなるため、負帰還をかけた場合の飽和出力付近での入力信号電力Pinの増大による利得G3(Pin)の低下は、図12に示すように、負帰還をかけないG2(Pin)に比べて緩やかなものになる。このため、上記飽和出力付近では、同一出力信号電力Poutであれば負帰還をかけない場合に比して歪みが小さく、また同じレベルの歪であれば、より飽和に近く動作できるため効率が向上する。

【0006】

また、(式1)をPinで微分するとわかるように、

【数2】

$$\frac{d G3(Pin)}{d Pin} = \frac{\frac{d G2(Pin)}{d Pin}}{(1 + G2(Pin)\beta)^2} \dots\dots\dots (式2)$$

となり、因子 $1 / (1 + G2(Pin)\beta)^2 < 1$ により、電力増幅器102に負帰還をかけることによって、飽和領域での電力増幅回路の利得の低下を抑制することができる。また、 $d G2(Pin) / d Pin < 0$ であるために $d G3(Pin) / d Pin < 0$ であり、負帰還をかけない場合より緩やかではあるが、入力信号電力Pinが増大した場合の利得の低下傾向は、負帰還をかけない場合と同じである。

【0007】

また、特開平8-111614号公報には、図13に示すように、負帰還回路に負帰還量の制御端子を設け、入力信号電力に応じた制御電圧によって、負帰還量を制御して利得を制御する負帰還可変利得型電力増幅回路が開示されている。図13において、171は増幅用ソース接地FET、173は帰還用FETであり、帰還用FET173のソースを増幅用ソース接地FET171のゲートに接続し、帰還用FET173のゲートを抵抗177を介して制御端子179に接続し、帰還用FET173のドレインを制御端子181に接続している。さらに、上記帰還用FET173のゲートにコンデンサ175を介して増幅用ソース接地FET171のドレインを接続し、帰還用FET173とコンデンサ175によって並列負帰還回路を形成している。また、制御端子179,181をバイパス

用のコンデンサ 1 8 3 , 1 8 5 を介して夫々接地している。さらに、増幅用ソース接地 F E T 1 7 1 のゲートを入力整合回路 1 8 7 を介して信号入力端子 1 9 1 に接続し、増幅用ソース接地 F E T 1 7 1 のドレインを出力整合回路 1 9 3 を介して信号出力端子 1 9 5 に接続している。

【 0 0 0 8 】

上記制御端子 1 7 9 に印加する制御電圧 V1 または制御端子 1 8 1 に印加する制御電圧 V2 によって、帰還用 F E T 1 7 3 の相互コンダクタンスを変化させることにより、帰還量を変化させて利得を制御する。そうして、入力信号電力が大きいときは、制御電圧 V1 または V2 によって、帰還用 F E T 1 7 3 の相互コンダクタンスを大きくし、帰還量が大きくなるように利得を制御(具体的には利得を低減)することによって、電力増幅回路の歪を低減することができる。

【 0 0 0 9 】

【発明が解決しようとする課題】

ところが、図 1 1 に示す負帰還型電力増幅回路では、より飽和に近い動作まで利得の低下を抑制しようとする、帰還量 β を大きく設定しておく必要があり、利得自体の低下をもたらすと共に、利得の低下による電力付加効率(PAE: Power Added Efficiency)の低下を招くという問題がある。

【 0 0 1 0 】

また、図 1 3 に示す負帰還可変利得型電力増幅回路では、帰還量を制御するための付加的な制御電圧発生手段や入力信号電力検出手段が必要となるので、電力増幅回路の回路構成が複雑になると共に、電力増幅回路の小型化が困難になるという問題がある。また、入力信号電力が大きいときに歪を低減するためには、利得を低く制御することが必要であり、図 1 1 の負帰還型電力増幅回路と同様に利得の低下による電力付加効率の低下を招くという問題がある。

【 0 0 1 1 】

そこで、この発明の目的は、飽和動作に近い状態での入力信号電力の増大による電力増幅器の利得の低下を抑制できると共に、小型化が可能な低歪みで高効率な電力増幅回路およびそれを用いた通信装置を提供することにある。

【 0 0 1 2 】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するため、この発明の電力増幅回路は、電力増幅器と、上記電力増幅器の信号入力端子と信号出力端子との間に接続された負帰還回路とを備えた電力増幅回路であって、上記負帰還回路のインピーダンスがその負帰還回路の両端に生じる信号電圧に依存することを特徴としている。

【0013】

上記構成の電力増幅回路によれば、上記電力増幅器の信号入力端子と信号出力端子との間に接続された上記負帰還回路のインピーダンスが、その負帰還回路の両端に発生する信号電圧に依存し、上記信号電圧は入力信号電力の増大に伴って増大する。したがって、上記負帰還回路による電力増幅器に対する負帰還量が入力信号電力によって可変となり、その可変特性を調整することにより、所定の出力信号電力付近での入力信号電力または出力信号電力の増大または減少による電力増幅器の利得変動を抑制できると共に、所定出力付近での電力増幅器の歪みを低減できる。

【0014】

また、一実施形態の電力増幅回路は、上記負帰還回路のインピーダンスが、その負帰還回路の両端に生じる信号電圧の増大に伴って増大することを特徴としている。

【0015】

上記実施形態の電力増幅回路によれば、上記負帰還回路の両端の信号電圧の増大に伴って上記負帰還回路のインピーダンスを増大させることにより、電力増幅器の利得が入力信号電力の増大に伴って低下する飽和動作領域での負帰還量を低減し、上記飽和動作領域での利得低下を抑制することが可能となり、電力増幅器の低歪み動作と高効率動作の両立が可能となる。したがって、例えば通信端末内で電力増幅器の占める消費電力の割合が大きくなる高出力(飽和動作に近い)状態での低消費電力化が可能となり、通信端末の低消費電力化に大きく寄与する。また、この電力増幅回路によれば、付加的な入力信号電力検出手段や負帰還量制御手段が不要であり、電力増幅回路の小型化が可能となる。

【0016】

また、一実施形態の電力増幅回路は、上記負帰還回路が、ダイオードとキャパシタンス素子との直列接続回路であることを特徴としている。

【 0 0 1 7 】

上記実施形態の電力増幅回路によれば、上記ダイオードとキャパシタンス素子との直列接続回路において、上記ダイオードは、両端信号電圧に対して可変インピーダンス特性を有しているため、負帰還回路のインピーダンスは、その両端に発生する信号電圧に依存する。したがって、上記負帰還回路による電力増幅器に対する負帰還量が入力信号電力によって可変となり、その可変特性を調整することにより、所定の出力信号電力付近での入力信号電力または出力信号電力の増大または減少による電力増幅器の利得変動を抑制できると共に、所定出力付近での電力増幅器の歪みを低減できる。また、上記負帰還回路による電力増幅器の信号出力端子と信号入力端子との間の直流経路は、上記キャパシタンス素子によって遮断されているので、電力増幅器のバイアス状態を攪乱することもない。また、この電力増幅回路によれば、ダイオードには直流バイアスを印加する必要がなく、ダイオードの付加的なバイアス回路が不要である。さらに、この電力増幅回路によれば、付加的な入力信号電力検出手段や負帰還量制御手段が不要であり、電力増幅回路の小型化が可能となる。

【 0 0 1 8 】

また、一実施形態の電力増幅回路は、上記負帰還回路は、第 1 のダイオードおよび第 2 のダイオードが順方向が互いに対向するように直列に接続された直列接続回路であることを特徴としている。

【 0 0 1 9 】

上記実施形態の電力増幅回路によれば、上記第 1 のダイオードおよび第 2 のダイオードが順方向が互いに対向するように直列に接続された直列接続回路において、上記第 1 , 第 2 のダイオードは、それらの両端電圧に対して可変インピーダンス特性を有しているため、負帰還回路のインピーダンスは、その両端に発生する信号電圧に依存する。したがって、上記負帰還回路による電力増幅器に対する負帰還量が入力信号電力によって可変となり、その可変特性を調整することにより、所定の出力信号電力付近での入力信号電力または出力信号電力の増大または

減少による電力増幅器の利得変動を抑制できると共に、所定出力付近での電力増幅器の歪みを低減できる。また、この電力増幅回路では、上記第1,第2のダイオードが順方向に互いに対向するように接続されているため、いずれのダイオードも直流的には非導通状態にあり、上記負帰還回路による増幅器の信号出力端子と信号入力端子との間の直流経路は遮断されており、キャパシタンス素子を付加しなくても、電力増幅器のバイアス状態を攪乱することもない。また、この電力増幅回路によれば、上記第1,第2のダイオードには直流バイアスを印加する必要がなく、ダイオードの付加的なバイアス回路が不要である。さらに、この電力増幅回路によれば、付加的な入力信号電力検出手段や負帰還量制御手段が不要であり、電力増幅回路の小型化が可能となる。

【 0 0 2 0 】

また、一実施形態の電力増幅回路は、上記第1,第2のダイオードによる直列接続回路が、1つのバイポーラトランジスタのベース-エミッタ間接合およびベース-コレクタ間接合で構成されていることを特徴としている。

【 0 0 2 1 】

上記電力増幅器として、シリコンやガリウムヒ素等の半導体を用いたバイポーラトランジスタや電界効果トランジスタが用いられる。したがって、上記実施形態の電力増幅回路によれば、上記第1,第2のダイオードとして第1のバイポーラトランジスタのベース-エミッタ間接合およびベース-コレクタ間接合を用いると、バイポーラトランジスタ内では、これらの接合は互いに逆方向に接続されており、上記第1,第2のダイオードの直列接続回路と同様の機能を有する。さらに、上記電力増幅器としてのバイポーラトランジスタまたは電界効果トランジスタと、上記第1,第2のダイオードとしてのバイポーラトランジスタとを同一の半導体基板上に形成できるため、電力増幅回路の小型化が可能となる。

【 0 0 2 2 】

また、一実施形態の電力増幅回路は、上記第1,第2のダイオードによる直列接続回路が、第1のバイポーラトランジスタのベース,コレクタおよびエミッタのうちの2端子間の接合および第2のバイポーラトランジスタのベース,コレクタおよびエミッタのうちの2端子間の接合で構成されていることを特徴としてい

る。

【 0 0 2 3 】

上記実施形態の電力増幅回路によれば、上記第 1, 第 2 のダイオードによる直列接続回路を構成する 2 つのバイポーラトランジスタのサイズ等を個別に設定できるので、第 1, 第 2 のダイオードの特性を個別に設定可能であり、より自由度の高い負帰還量の可変特性が得られると共に、上記電力増幅器としての増幅用バイポーラトランジスタまたは電界効果トランジスタと、上記第 1, 第 2 のダイオードによる直列接続回路を構成する 2 つのバイポーラトランジスタとを同一の半導体基板上に形成できるため、電力増幅回路の小型化が可能となる。

【 0 0 2 4 】

また、一実施形態の電力増幅回路は、上記第 1, 第 2 のダイオードによる直列接続回路が、第 1 の電界効果トランジスタのゲート、ドレインおよびソースのうちの 2 端子間の接合および第 2 の電界効果トランジスタのゲート、ドレインおよびソースのうちの 2 端子間の接合で構成されていることを特徴としている。

【 0 0 2 5 】

上記実施形態の電力増幅回路によれば、上記第 1, 第 2 のダイオードによる直列接続回路を構成する 2 つの電界効果トランジスタのサイズ等を個別に設定できるので、上記第 1, 第 2 のダイオードの特性を個別に設定可能であり、より自由度の高い負帰還量の可変特性が得られると共に、上記電力増幅器としてのバイポーラトランジスタまたは電界効果トランジスタと、上記第 1, 第 2 のダイオードによる直列接続回路を構成する 2 つの電界効果トランジスタとを同一の半導体基板上に形成できるため、電力増幅回路の小型化が可能となる。

【 0 0 2 6 】

また、一実施形態の電力増幅回路は、上記第 2 のダイオードが、上記第 1 のダイオードよりも大きな接合面積を有することを特徴としている。

【 0 0 2 7 】

上記実施形態の電力増幅回路によれば、上記第 1, 第 2 のダイオードの接合面積が異なることにより、上記第 1, 第 2 のダイオードが同一である場合に比べ、上記負帰還回路の両端に発生する信号電圧に対する負帰還量の変化を大きくする

ことができ、より自由度の高い負帰還量の可変特性が得られる。また、この電力増幅回路では、上記第 1, 第 2 のダイオードが等しい接合面積を有する場合の負帰還の変化量を、より接合面積の小さいダイオードで実現することが可能となり、電力増幅回路の小型化が可能となる。これは、以下のように説明できる。

【0028】

図 1 4 (A) は、単位接合面積の n 倍の大きさのダイオード $D1$ と、単位接合面積の m 倍の大きさのダイオード $D2$ とを、順方向が互いに対向するように直列接続した回路を示している。図 1 4 (B) は、図 1 4 (A) の高周波的な等価回路であり、ダイオード $D1$ は抵抗 $R1$ とキャパシタンス素子 $C1$ の並列接続回路で表され、ダイオード $D2$ は抵抗 $R2$ とキャパシタンス素子 $C2$ の並列接続回路で表されている。ここで、単位接合面積当たりのダイオードの抵抗、容量成分をそれぞれ R_o 、 C_o とし、ダイオード $D1$ と $D2$ の総接合面積 K は一定とすると、 $m = K - n$ であり、

【数 3】

$$R1 = \frac{R_o}{n}, \quad C1 = n C_o$$

$$R2 = \frac{R_o}{K - n}, \quad C2 = (K - n) C_o$$

である。抵抗 $R1$ と容量成分 $C1$ の並列接続回路で表されたダイオード $D1$ の両端インピーダンス Z_a は、

【数 4】

$$Z_a = \frac{R1 \cdot \left(\frac{1}{j \omega C1} \right)}{R1 + \left(\frac{1}{j \omega C1} \right)} = \frac{\frac{R_o}{n} \cdot \frac{1}{j \omega n C_o}}{\frac{R_o}{n} + \frac{1}{j \omega n C_o}} = \frac{1}{n} \cdot \frac{R_o}{(1 + j \omega R_o C_o)}$$

$$\omega = 2 \pi f$$

となる。 f は信号の周波数である。同様に、抵抗 $R2$ と容量成分 $C2$ の並列接続回路で表されたダイオード $D2$ の両端インピーダンス Z_b は、

【数 5】

$$Z_b = \frac{1}{K - n} \cdot \frac{R_o}{(1 + j \omega R_o C_o)}$$

となる。したがって、図 1 4 (B) の等価回路における両端 A - B 間のインピーダンス Z は、

【数 6】

$$\begin{aligned} Z &= Z_a + Z_b \\ &= \left(\frac{1}{n} + \frac{1}{K - 1} \right) \cdot \frac{R_o}{1 + j \omega R_o C_o} \\ &= A(n) \cdot \frac{R_o - j \omega C_o R_o^2}{1 + (\omega C_o R_o)^2} \\ A(n) &= \frac{K}{n(K - n)} \end{aligned}$$

となる。

【0 0 2 9】

ダイオードの非線形性により、A 端電圧 V_a または B 端電圧 V_b の変化に応じて単位接合面積当たりのダイオードの抵抗 R_o 、容量成分 C_o が変化するため、インピーダンス Z の実部および虚部も変化することになり、可変インピーダンス特性が得られるが、その変化量は $A(n)$ に比例する。総接合面積 K が一定であれば、 $A(n)$ は、 $0 < n < K$ では、 $n = K/2$ 、すなわち $n = m$ の時に極小点を有する関数となる。したがって、ダイオード D1 と D2 の接合面積を異ならせた方が、同一の接合面積である場合に比べインピーダンス Z の可変量は大きくすることができる。

【0 0 3 0】

また、この発明の電力増幅回路は、電力増幅器と、上記電力増幅器の接地用端子と接地との間に接続された負帰還回路とを備えた電力増幅回路であって、上記負帰還回路のインピーダンスはその負帰還回路の両端に生じる信号電圧に依存することを特徴としている。

【0 0 3 1】

上記構成の電力増幅回路によれば、上記電力増幅器の接地用端子と接地との間に接続された上記負帰還回路のインピーダンスが、その両端に発生する信号電圧に依存し、上記信号電圧は入力信号電力の増大に伴って増大する。したがって、上記負帰還回路による電力増幅器に対する負帰還量が入力信号電力によって可変

となり、その可変特性を調整することにより、所定の出力信号電力付近での入力信号電力または出力信号電力の増大または減少による電力増幅器の利得変動を抑制できると共に、所定出力付近での電力増幅器の歪みを低減できる。

【 0 0 3 2 】

また、一実施形態の電力増幅回路は、上記負帰還回路のインピーダンスは、その負帰還回路の両端に生じる信号電圧の増大に伴って低下することを特徴としている。

【 0 0 3 3 】

上記実施形態の電力増幅回路によれば、上記負帰還回路の両端の信号電圧の増大に伴って上記負帰還回路のインピーダンスを低下させることにより、電力増幅器の利得が入力信号電力の増大に伴って低下する飽和動作領域での負帰還量を低減し、上記飽和動作領域での利得低下を抑制することが可能となり、電力増幅器の低歪み動作と高効率動作の両立が可能となる。したがって、例えば通信端末内で電力増幅器の占める消費電力の割合が大きくなる高出力(飽和動作に近い)状態での低消費電力化が可能となり、通信端末の低消費電力化に大きく寄与する。また、この電力増幅回路によれば、付加的な入力信号電力検出手段や負帰還量制御手段が不要であり、電力増幅回路の小型化が可能となる。

【 0 0 3 4 】

また、この発明の通信装置は、上記電力増幅回路が送信部に用いられたことを特徴としている。

【 0 0 3 5 】

上記構成の通信装置によれば、上記電力増幅回路を送信部に用いることによって、小型化ができると共に、送信信号を低歪みかつ低消費電力で増幅することが可能となり、通信装置の低消費電力化ができる。例えば、通信装置として、携帯電話に代表されるリチウムイオン電池やニッケル水素電池等を用いたバッテリー駆動型の携帯端末では、電池切れまでの通信時間延長が重要であり、この電力増幅回路を用いることによる効果が特に高い。また、通信時間が同じであれば、より小型の電池を用いることができ、通信装置の小型化が可能となる。

【 0 0 3 6 】

【発明の実施の形態】

以下、この発明の電力増幅回路およびそれを用いた通信装置を図示の実施の形態により詳細に説明する。

【0037】

(第1実施形態)

図1は、この発明の第1実施形態の電力増幅回路の回路図を示している。この電力増幅回路11は、図1に示すように、電力増幅器12と、その電力増幅器12の信号入力端子と信号出力端子との間に接続された並列負帰還回路13で構成されている。上記並列負帰還回路13は、両端のA1-B1間にインピーダンスZ1を有する。上記電力増幅器12の信号入力端子に入力された入力信号電力Pinを電力増幅回路11により増幅し、出力信号電力Poutとして出力する。ここで、電力増幅器12の利得は、入力信号電力Pinに依存し、 $G2(Pin)$ と表記する。また、並列負帰還回路12の帰還量は、入力信号電力Pinに依存し、 $\beta(Pin, Pout)$ と表記する。この電力増幅回路11の利得は、入力信号電力Pinの関数として $G1(Pin)$ と表記すると、

【数7】

$$G1(Pin) = \frac{G2(Pin)}{1 + G2(Pin)\beta(Pin, Pout)} \quad \dots\dots\dots (式3)$$

であり、入力信号電力Pinによる利得変化は、

【数8】

$$\frac{d G1(Pin)}{d Pin} = \frac{\frac{d G2(Pin)}{d Pin} - \frac{\frac{d \beta(Pin)}{d Pin}}{G1(Pin)}}{(1 + G2(Pin)\beta(Pin))^2} \quad \dots\dots\dots (式4)$$

となるので、所定の出力信号電力Pout出力時に帰還量 β の可変特性が、

【数9】

$$\frac{d \beta(Pin)}{d Pin} = G2(Pin) \frac{d G2(Pin)}{d Pin}$$

の関係を満たす状態に近くなるようにインピーダンスZ1の可変特性を設定すれば、(式4)の分子がほぼ0になり、入力信号電力Pinによる利得 $G1(Pin)$ の変

動が抑制された電力増幅回路を実現できる。

【 0 0 3 8 】

また、携帯電話等の無線通信端末では、送信電力が高く、電力増幅回路が飽和動作に近づいたときの歪みが大きな問題となっている。このような飽和動作付近では、増幅器の利得は、入力信号電力の増大に伴って単調に低下する。したがって、この発明のより好ましい実施の形態としては、入力信号電力 P_{in} の増大に伴ってインピーダンス Z_1 が増大するようなインピーダンス素子を用いる。したがって、利得の出力信号電力 P_{out} 依存性について従来との相違が図 1 2 に示すように、入力信号電力 P_{in} が増大すると、並列負帰還量 $\beta(P_{in})$ が減少するので、飽和動作付近での負帰還ループ利得 $G_2(P_{in})\beta(P_{in})$ が、図 1 1 に示す従来の固定 β の場合より小さくなり、従来の利得 $G_3(P_{in})$ に対して利得 $G_1(P_{in})$ の低下はより高い出力信号電力 P_{out} まで抑制される。

【 0 0 3 9 】

このように、上記電力増幅器 2 がより飽和動作に近い動作でも低歪み動作ができ、低歪みで高効率な電力増幅回路を実現できる。また、負帰還量の可変特性によって、飽和出力付近の入力信号電力 P_{in} の増大に伴う利得低下が抑制できるので、従来の負帰還型電力増幅回路の場合よりも帰還量の絶対値を低減することにより、低歪みを維持しつつ高い利得を得ることも可能となる。また、この第 1 実施形態の電力増幅回路によれば、付加的な入力信号電力検出手段や負帰還量制御手段が不要であり、電力増幅回路の小型化が可能となる。

【 0 0 4 0 】

(第 2 実施形態)

図 2 は、この発明の第 2 実施形態の電力増幅回路の回路図を示している。この電力増幅回路 2 1 は、図 2 に示すように、電力増幅器 2 2 と、その電力増幅器 2 2 の接地端子と接地との間に接続された直列負帰還回路 2 3 で構成されている。上記直列負帰還回路 2 3 は、両端の A 2 - B 2 間にインピーダンス Z_2 を有するインピーダンス素子である。上記電力増幅器 2 2 の信号入力端子に入力された入力信号電力 P_{in} を電力増幅回路 2 1 により増幅し、出力信号電力 P_{out} として出力する。ここで、この電力増幅器 2 2 の利得は、入力信号電力 P_{in} に依存し、G

2(P in)と表記する。また、直列負帰還回路 2 3 の帰還量 β は、入力信号電力 P in に依存し、 β (P in)と表記する。直列負帰還の場合は、帰還量 β が A 2 - B 2 間に発生する信号電圧に依存し、A 2 - B 2 間のインピーダンス Z 2 が小さいほど帰還量は小さくなる。この電力増幅回路 2 1 の利得は、入力信号電力 P in の関数として G1(P in)と表記すると、第 1 実施形態の場合と同様に、

【数 1 0】

$$G1(P in) = \frac{G2(P in)}{1 + G2(P in)\beta(P in)}$$

であり、所定の出力信号電力 P out (P in) 出力時に帰還量 β の可変特性が、

【数 1 1】

$$\frac{d \beta(P in)}{d P in} = G2(P in) \frac{d G2(P in)}{d P in}$$

の関係を満たす状態に近くなるようにインピーダンス Z 2 の可変特性を設定すれば、第 1 実施形態と同様に、入力信号電力 P in による利得 G1(P in)の変動が大きく抑制された低歪み電力増幅回路を実現できる。

【0 0 4 1】

また、この発明のより好ましい実施の形態としては、入力信号電力 P in の増大に伴ってインピーダンス Z 2 が低下するようなインピーダンス素子を用いる。

【0 0 4 2】

したがって、入力信号電力 P in が増大すると、直列負帰還量 β (P in)が減少するので、飽和動作付近での負帰還ループ利得 G2(P in) β (P in)が固定 β の場合より小さくなり、利得 G1(P in)の低下は、より高い出力信号電力 P out まで抑制される。

【0 0 4 3】

このように、電力増幅器 2 がより飽和動作に近い動作でも低歪み動作ができると共に、低歪で高効率な電力増幅回路を実現できる。また、負帰還量の可変特性によって、飽和出力付近の入力信号電力 P in の増大に伴う利得低下が抑制できるので、従来の負帰還型電力増幅回路の場合よりも帰還量の絶対値を低減することにより、低歪みを維持しつつ高い利得を得ることも可能となる。また、この第 2

実施形態の電力増幅回路によれば、付加的な入力信号電力検出手段や負帰還量制御手段が不要であり、電力増幅回路の小型化が可能となる。

【 0 0 4 4 】

(第 3 実施形態)

図 3 は、この発明の第 3 実施形態の電力増幅回路の回路図を示している。この第 3 実施形態の電力増幅回路は、図 1 に示す第 1 実施形態の電力増幅回路の並列負帰還回路 3 3 に、ダイオード D31 とキャパシタンス素子 C31 との直列接続回路を用いたものである。上記ダイオード D31 は、両端信号電圧に対して可変インピーダンス特性を有しているため、負帰還回路のインピーダンスは、その両端に発生する信号電圧に依存する。

【 0 0 4 5 】

したがって、電力増幅器 3 2 に対する負帰還量が入力信号電力によって可変となり、上記可変特性を調整することにより、所定の出力信号電力付近での入力信号電力または出力信号電力の増大または減少による電力増幅器の利得変動を抑制できると共に、所定の出力信号電力付近での電力増幅器の歪みを低減できる。また、上記並列負帰還回路による電力増幅器 3 2 の信号出力端子と信号入力端子との間の直流経路は、キャパシタンス素子 C31 によって遮断されているので、電力増幅器 3 2 のバイアス状態を攪乱することもない。また、この電力増幅回路によれば、ダイオード D31 には直流バイアスを印加する必要がなく、ダイオードの付加的なバイアス回路が不要である。さらに、この電力増幅回路によれば、付加的な入力信号電力検出手段や負帰還量制御手段が不要であり、電力増幅回路の小型化が可能となる。

【 0 0 4 6 】

また、上記並列負帰還回路 3 3 の A 3 - B 3 間のインピーダンス Z_3 の絶対値およびダイオード D31 の非線型性による A 3 - B 3 間のインピーダンス Z_3 の変化率は、キャパシタンス素子 C31 の容量値にも依存する。具体的には、容量値を小さくすると、帰還量が減少して、電力増幅回路 3 1 の利得が増大する一方、入力信号電力 P_{in} に対する帰還量の変化量は減少する。したがって、このキャパシタンス素子 C31 の容量値は、この電力増幅回路の設計事項として、要求される利

得,出力および歪み特性に応じて適宜設定される。

【 0 0 4 7 】

(第 4 実施形態)

図 4 は、この発明の 4 実施形態の電力増幅回路の回路図を示している。この第 4 実施形態の電力増幅回路は、図 3 に示す第 3 実施形態の電力増幅回路のダイオード D31 の代わりに、バイポーラトランジスタ Tr41 のベース－エミッタ間の接合を用いたものである。この第 4 実施形態では、バイポーラトランジスタ Tr41 のコレクタはベースに接続されているが、コレクタは開放状態であってもよい。また、ダイオードとして、バイポーラトランジスタ Tr41 のベース－コレクタ間の接合を用いてもよい。また、バイポーラトランジスタ Tr41 の代わりに電界効果トランジスタを用い、バイポーラトランジスタ Tr41 のベース、コレクタおよびエミッタのそれぞれに電界効果トランジスタのゲート、ドレインおよびソースを対応させて接続し、ゲート－ソース間またはゲート－ドレイン間の接合を上記ダイオードとして用いてもよい。

【 0 0 4 8 】

図 5 は、図 4 における並列負帰還回路 4 3 のみについて、一方の B 4 端を接地し、他方の A 4 端から信号を入力したときの、A 4 端から見たインピーダンス Z_1 の入力信号電力依存性を示している。ここで、信号周波数は 1.95 GHz、キャパシタンス素子 C41 の容量値は 3 pF、バイポーラトランジスタ Tr41 としてはガリウムヒ素 HBT を用い、ベース－エミッタの接合面積は $102.4 \mu\text{m}^2$ である。図 5 より、入力信号電力の増加に伴い、A 4－B 4 間のインピーダンス Z_4 の実部は殆ど変化しないが虚部は絶対値が増大していく。したがって、この並列負帰還回路 4 3 は、電力増幅器 4 2 の入力信号電力 P_{in} の増加に伴ってインピーダンス Z_4 が増大し、帰還量が低下するので、この第 4 実施形態の電力増幅回路 4 1 の飽和動作付近での利得低下が抑制され、高効率動作可能な電力増幅回路を実現できる。

【 0 0 4 9 】

(第 5 実施形態)

図 6 は、この発明の第 5 実施形態の電力増幅回路の回路図を示している。この

第 5 実施形態の電力増幅回路は、図 1 に示す第 1 実施形態の電力増幅回路の並列負帰還回路 1 3 に、順方向が互いに対向するように直列接続された第 1 のダイオード D51 および第 2 のダイオード D52 を用いたものである。

【 0 0 5 0 】

上記ダイオード D51, D52 は、両端信号電圧に対して可変インピーダンス特性を有しており、入力信号電力に応じた電力増幅器 5 2 の入力信号電力または出力信号電力に応じた電力増幅器 5 2 の出力端信号電圧によって、ダイオード D51, D52 のインピーダンスが変化するため、電力増幅器 5 2 に対する負帰還量が可変となり、上記可変特性を調整することにより、所定の出力信号電力付近での入力信号電力または出力信号電力による増幅器の利得変動を抑制できると共に、所定の出力信号電力付近での電力増幅回路 5 1 の歪みを低減できる。また、この第 5 実施形態では、ダイオード D51, D52 が互いに逆バイアス方向に接続されているため、いずれのダイオードも直流的には非導通状態にあり、上記並列負帰還回路による電力増幅器 5 2 の信号出力端子と信号入力端子との間の直流経路は遮断されており、第 3 および第 4 実施形態のようにキャパシタンス素子を付加しなくても、電力増幅器のバイアス状態に攪乱をきたさない。また、この電力増幅回路によれば、ダイオードには直流バイアスを印加する必要がなく、ダイオードの付加的なバイアス回路が不要である。さらに、この電力増幅回路によれば、付加的な入力信号電力検出手段や負帰還量制御手段が不要であり、電力増幅回路の小型化が可能となる。

【 0 0 5 1 】

(第 6 実施形態)

図 7 は、この発明の第 6 実施形態の電力増幅回路の回路図を示している。この第 6 実施形態の電力増幅回路は、図 6 に示す第 5 実施形態の電力増幅回路のダイオード D51, D52 の代わりに、第 1 のバイポーラトランジスタ Tr61 および第 2 のバイポーラトランジスタ Tr62 のベース－エミッタ間接合を用いたものである。この第 6 実施形態では、Tr61 および Tr62 のそれぞれのコレクタはそれぞれのベースに短絡されているが、コレクタは開放状態であってもよい。また、ダイオードとして、バイポーラトランジスタのベース－コレクタ間の接合を用いてもよい。

。また、第 1, 第 2 のバイポーラトランジスタ Tr61, Tr62 の代わりに電界効果トランジスタを用い、第 1, 第 2 のバイポーラトランジスタ Tr61, Tr62 のベース、コレクタおよびエミッタのそれぞれに電界効果トランジスタのゲート、ドレインおよびソースを対応させて接続して、ゲートーソース間またはゲートードレイン間の接合を上記ダイオードとして用いてもよい。

【 0 0 5 2 】

図 8 は、図 7 に示す並列負帰還回路 6 3 のみについて、一方の B 6 端を接地し、他方の A 6 端から信号を入力したときの A 6 端から見たインピーダンス Z 6 の入力信号電力依存性を示している。ここで、信号周波数は 1.95 GHz、第 1, 第 2 のバイポーラトランジスタ Tr61, Tr62 としてはガリウムヒ素 HBT を用い、ベースーエミッタの接合面積は、第 1, 第 2 のバイポーラトランジスタ Tr61, Tr62 の合計の接合面積を $179.2 \mu\text{m}^2$ で一定として、第 1, 第 2 のバイポーラトランジスタ Tr61, Tr62 のベースーエミッタ接合面積比を (9 : 5)、(8 : 6)、(1 : 1) とした場合を示している。図 8 において、黒丸印はベースーエミッタ接合面積比が (9 : 5)、白丸印はベースーエミッタ接合面積比が (8 : 6)、黒三角印はベースーエミッタ接合面積比が (1 : 1) のときのインピーダンス Z 6 の実部と虚部を示している。

【 0 0 5 3 】

図 8 より、入力信号電力の増加に伴って、インピーダンス Z 6 の実部は殆ど変化しないが、虚部は絶対値が増大していく。したがって、この並列負帰還回路 6 3 は、電力増幅器 6 2 の入力信号電力 P_{in} の増加に伴ってインピーダンス Z 6 が増大し、帰還量が低下するので、この電力増幅回路 6 1 の飽和動作付近での入力信号電力 P_{in} の増加による利得低下が抑制され、高効率動作可能な電力増幅回路を実現できる。また、第 1, 第 2 のバイポーラトランジスタ Tr61 と Tr62 の接合面積比を (1 : 1) からずらした方が入力信号電力が増大したときのインピーダンスの変化が大きく、負帰還回路の両端信号電圧に対する負帰還量の変化を大きくすることができ、より自由度の高い負帰還の可変特性が得られる。また、この第 6 実施形態では、上記第 1, 第 2 のダイオード D51, D52 が同一である場合の負帰還回路の両端電圧に対する負帰還の変化量を、より接合面積の小さいダイオード

で実現することが可能となり、電力増幅回路の小型化が可能となる。

【 0 0 5 4 】

(第 7 実施形態)

図 9 は、この発明の第 7 実施形態の電力増幅回路の回路図を示している。この第 7 実施形態の電力増幅回路は、図 6 に示す第 5 実施形態の電力増幅回路のダイオード D51, D52 の代わりに、1 つのバイポーラトランジスタ Tr71 のベースーコレクタ間接合およびベースーエミッタ間接合を用いたものである。上記バイポーラトランジスタ Tr71 のベース自体は開放状態となる。この第 7 実施形態の電力増幅回路によれば、第 6 実施形態の電力増幅回路のように複数のトランジスタを使用する必要がなく、また、トランジスタのベース, エミッタおよびコレクタの各端子に設ける必要がある外部との接続用電極数を低減できるので、並列負帰還回路の小型化が可能となる。

【 0 0 5 5 】

上記第 1 ～第 7 実施形態において、電力増幅器を構成する増幅用デバイスとしては、シリコンやガリウムヒ素等の半導体を用いたバイポーラトランジスタや電界効果トランジスタが用いられる。したがって、上記各実施形態のごとく、ダイオードとしてバイポーラトランジスタのベースーエミッタ間またはベースーコレクタ間の接合や、電界効果トランジスタのゲートーソース間またはゲートードレイン間の接合を用いることにより、これらダイオードを、増幅用のバイポーラトランジスタや電界効果トランジスタと同一の半導体基板上に形成できるため、電力増幅回路の小型化が容易にできる。

【 0 0 5 6 】

さらに、上記第 1 ～第 7 実施形態の電力増幅回路は、携帯電話に代表される移動体通信システムや無線 LAN (ローカル・エリア・ネットワーク) システム等で使用される電池動作の無線通信装置に用いられることにより、特に高効率動作の効果を発揮する。

【 0 0 5 7 】

(第 8 実施形態)

図 10 は、この発明の第 8 実施形態の通信装置を示すものである。この通信装

置 8 1 は、図 1 0 に示すように、電力増幅器段 8 2 と、電圧供給手段 8 3 と、通信装置の主電源としてのバッテリー 8 4 (このバッテリーは通信装置内の各回路部を駆動するが図示しない)と、フィルタ 8 5 と、ドライバ増幅器段 8 6 と、R F 信号を I F 信号に変換する周波数変換部 8 7 と、低雑音増幅器やフィルタ等で構成される受信用 R F 部 8 8 と、I F / ベースバンド部 8 9 と、デュプレクサ 9 0 と、アンテナ 9 1 とを備える。上記電力増幅器段 8 2 , 電圧供給手段 8 3 , バッテリ 8 4 , フィルタ 8 5 およびドライバ増幅器段 8 6 で送信部を構成している。

【 0 0 5 8 】

上記電力増幅器段 8 2 は、所定のアンテナ出力を得るための利得に応じた段数 N の電力増幅器 I V 1 ~ I V M で構成され、ドライバ増幅器段 8 6 , 電力増幅器 I V 1 ~ I V M の少なくとも 1 つに第 1 ~ 第 7 実施形態の電力増幅回路のいずれかを用いている。また、電圧供給手段 8 3 から電力増幅器 8 2 を動作させるためのバイアス電圧 V 1 , V 2 , … , V M が供給される。上記電力増幅器 8 2 がバイポーラトランジスタで構成される場合は、これらバイアス電圧 V 1 , V 2 , … , V M により、バイポーラトランジスタのベースまたはコレクタがバイアスされる。

【 0 0 5 9 】

上記ドライバ増幅器 8 6 や電力増幅器段 8 2 で構成される送信部は、通信装置内で最大の信号電力を扱うため、増幅器の消費電力が大きく、増幅時の歪も生じやすいが、この第 8 実施形態では、送信部にこの発明の電力増幅回路が用いることによって、低歪みでかつ低消費電力で所定のアンテナ出力までの送信信号の増幅が可能となり、通信装置 8 1 の低消費電力化ができる。また、アンテナ 9 1 に近い増幅段ほど大きな信号電力を増幅するので、この発明の電力増幅回路をアンテナ 9 1 により近い増幅器に用いることが通信装置の低消費電力化により効果的である。また、この第 8 実施形態のごとく、通信装置 8 1 がバッテリー駆動型である場合、バッテリー切れまでの通信時間を伸ばすことが可能となる。また、従来と同一の通信時間であれば、より小型のバッテリーを使用することが可能となり、通信装置の小型化、軽量化が可能となる。

【 0 0 6 0 】

さらに、この第 8 実施形態の通信装置が W - C D M A (Wideband Code Divisio

n Multiple Access)、I S - 9 5 (CDMA方式のデジタル携帯電話の米国規格)、P D C (Personal Digital Cellular ; 日本の現行のデジタル携帯電話規格)、P H S (Personal Handiphone System ; パーソナル・ハンディホン・システム)、I M T - 2 0 0 0 (International Mobile Telecommunication 2000)等の送信用電力増幅回路に隣接チャネル漏洩電力規格に代表される厳しい低歪み特性が要求される通信システムで使用される場合、送信用電力増幅回路の低歪みと高効率の両立が可能であり、この発明のより望ましい実施形態となる。

【 0 0 6 1 】

【発明の効果】

以上より明らかなように、この発明の電力増幅回路によれば、携帯電話や無線LANなどの無線通信システムで要求される低歪みで高効率な電力増幅回路を実現することができる。

【 0 0 6 2 】

また、この発明の通信装置によれば、上記電力増幅回路を送信部に用いることによって、小型化ができると共に、送信信号を低歪みかつ低消費電力で増幅することが可能となり、通信装置の低消費電力化ができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 図 1 はこの発明の第 1 実施形態の電力増幅回路の回路図である。

【図 2】 図 2 はこの発明の第 2 実施形態の電力増幅回路の回路図である。

【図 3】 図 3 はこの発明の第 3 実施形態の電力増幅回路の回路図である。

【図 4】 図 4 はこの発明の第 4 実施形態の電力増幅回路の回路図である。

【図 5】 図 5 は上記電力増幅回路の並列負帰還回路のインピーダンスの入力信号電力依存性を示す図である。

【図 6】 図 6 はこの発明の第 5 実施形態の電力増幅回路の回路図である。

【図 7】 図 7 はこの発明の第 6 実施形態の電力増幅回路の回路図である。

【図 8】 図 8 は上記電力増幅回路の並列負帰還回路のインピーダンスの入力信号電力依存性を示す図である。

【図 9】 図 9 はこの発明の第 7 実施形態の電力増幅回路の回路図である。

【図 1 0】 図 1 0 はこの発明の第 8 実施形態の電力増幅回路を用いた通信

装置のブロック図である。

【図 1 1】 図 1 1 は従来の電力増幅回路の回路図である。

【図 1 2】 図 1 2 はこの発明の電力増幅回路および従来の電力増幅回路における利得の出力信号電力依存性を示す図である。

【図 1 3】 図 1 3 は従来の他の電力増幅回路の回路図である。

【図 1 4】 図 1 4 (A) はダイオードの直列接続回路を示す図であり、図 1 4 (B) は上記直列接続回路の高周波等価回路を示す図である。

【符号の説明】

1 1, 2 1, 3 1, 4 1, 5 1, 6 1, 7 1 … 電力増幅回路、

1 2, 2 2, 3 2, 4 2, 5 2, 6 2, 7 2 … 電力増幅器、

1 3, 2 3, 3 3, 4 3, 5 3, 6 3, 7 3 … 負帰還回路、

8 1 … 通信装置、

D1, D2, D31, D51, D52, … ダイオード、

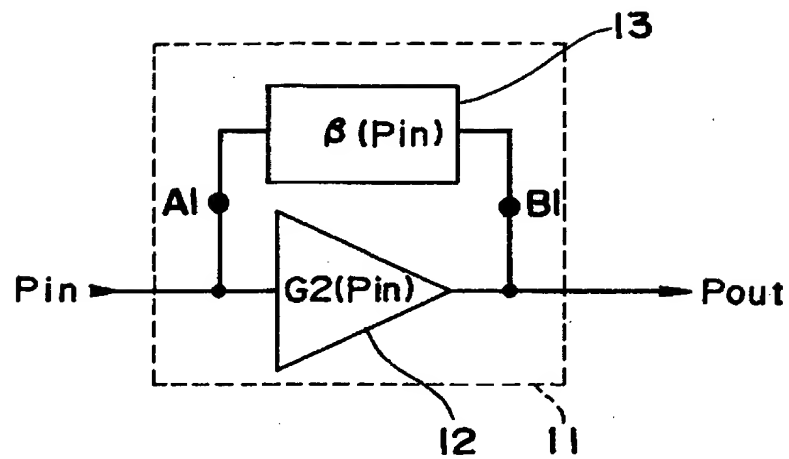
Tr41, Tr61, Tr62, Tr71 … バイポーラトランジスタ、

C1, C2, C31, C41, … キャパシタンス素子、

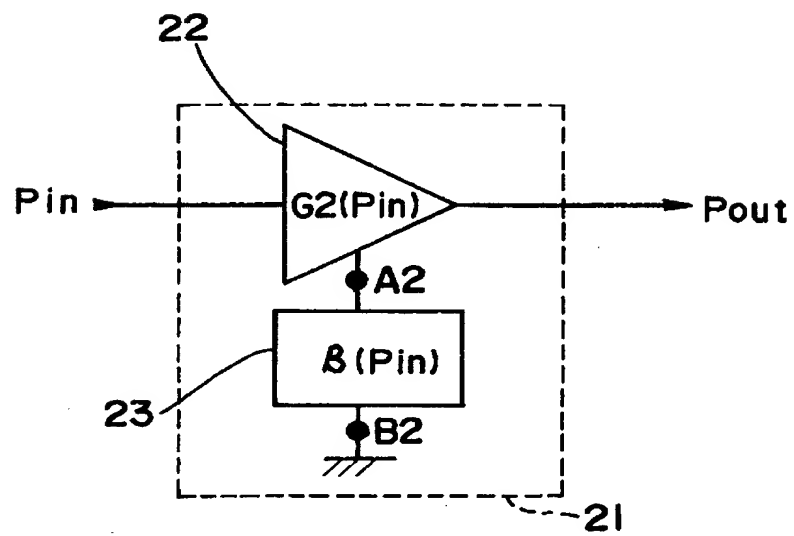
R1, R2 … 抵抗。

【書類名】 図面

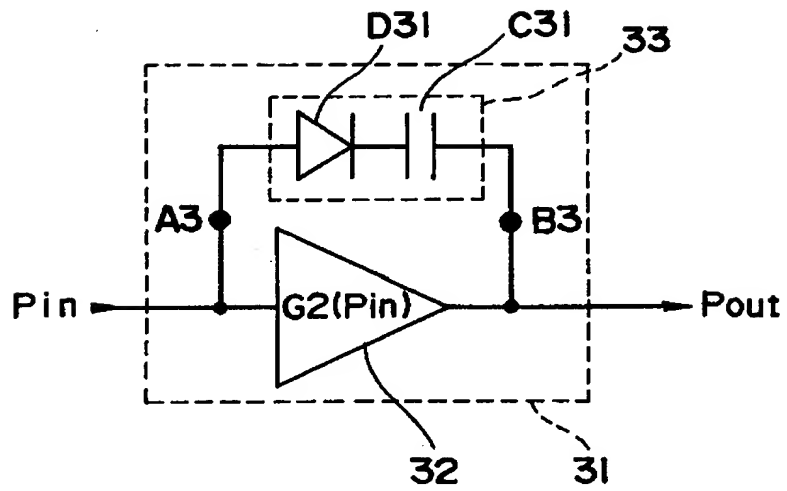
【図 1】



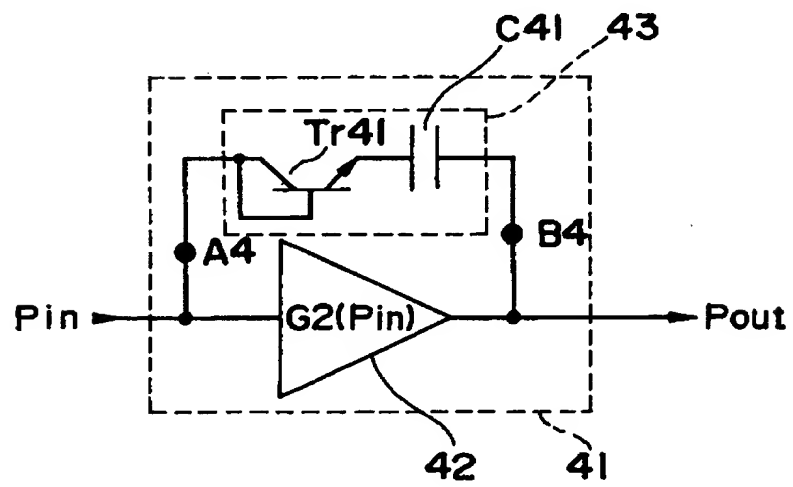
【図 2】



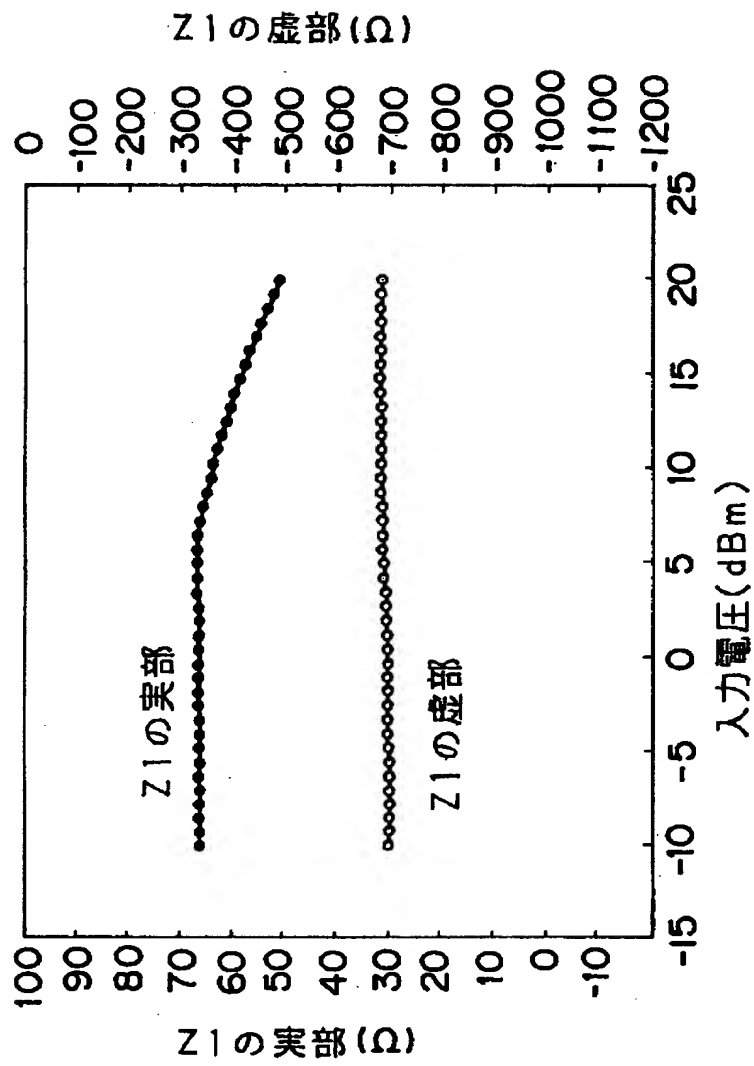
【図3】



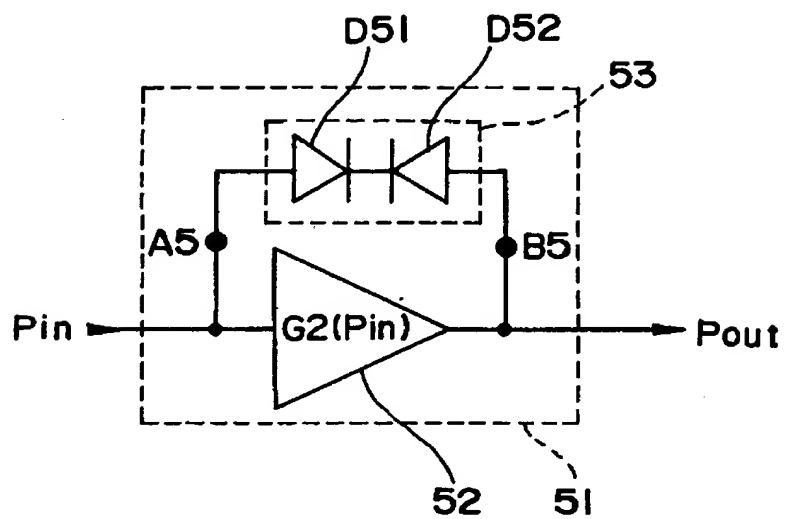
【図4】



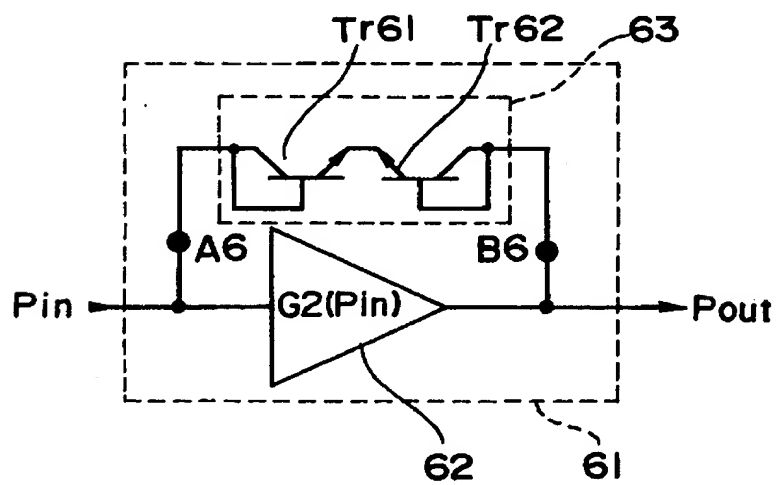
【図 5】



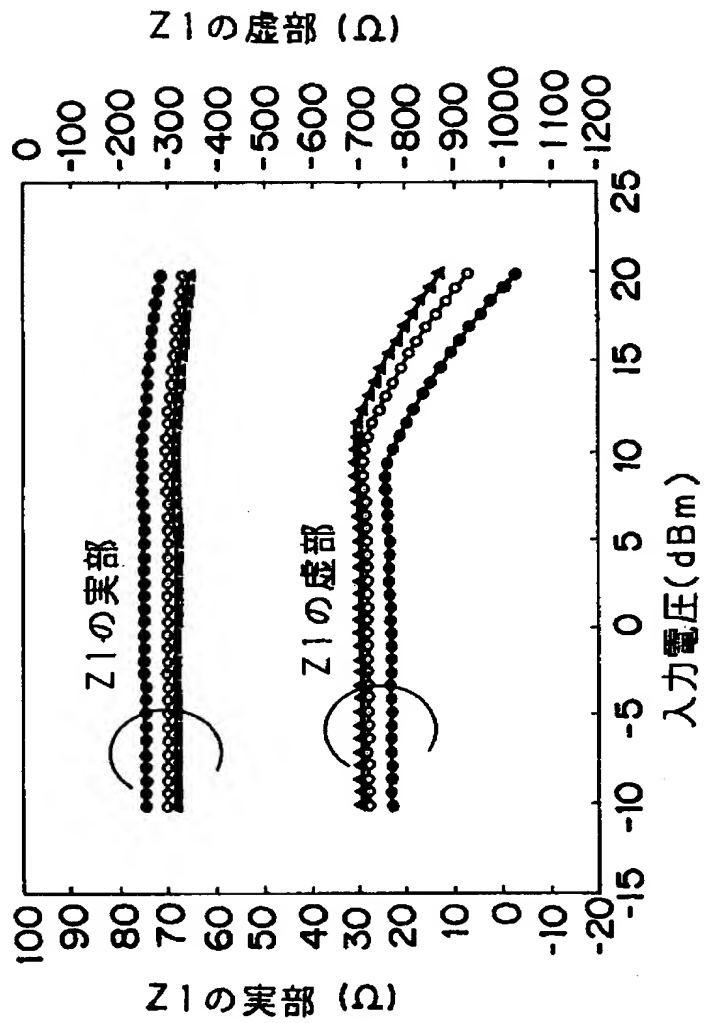
【図 6】



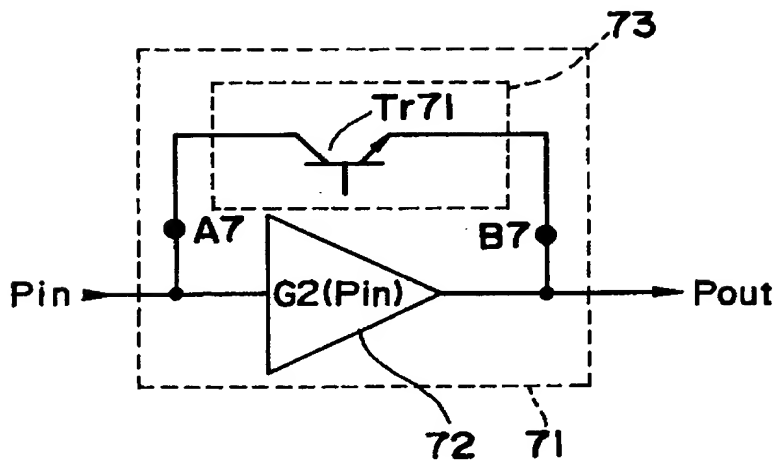
【図 7】



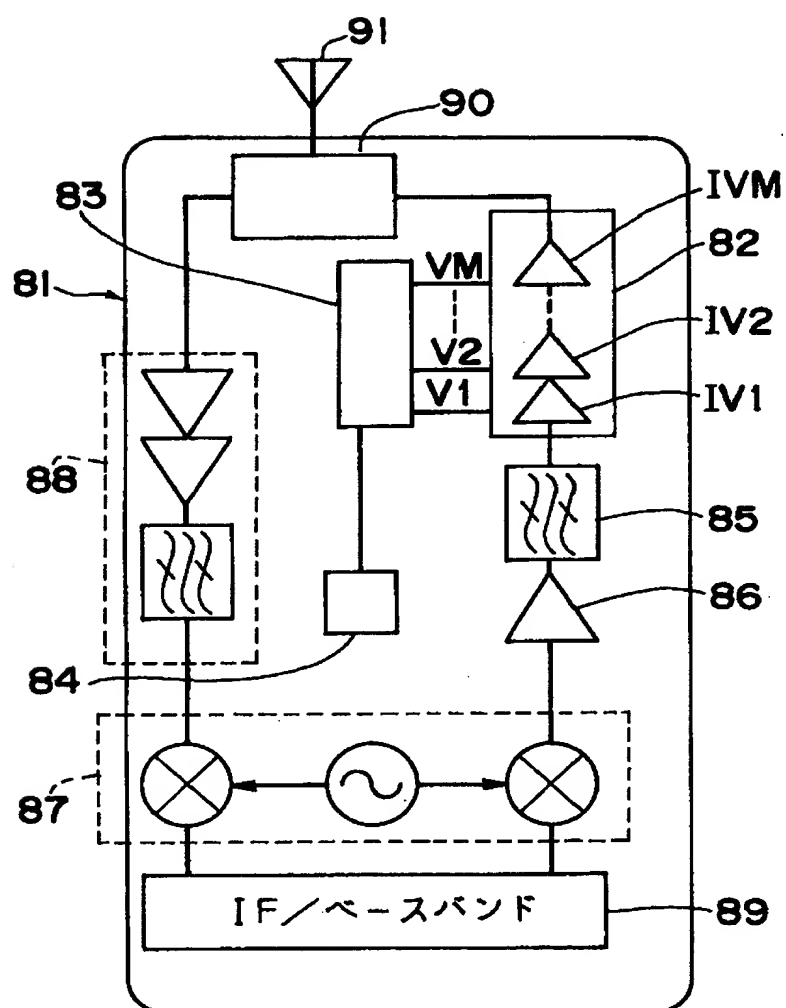
【図 8】



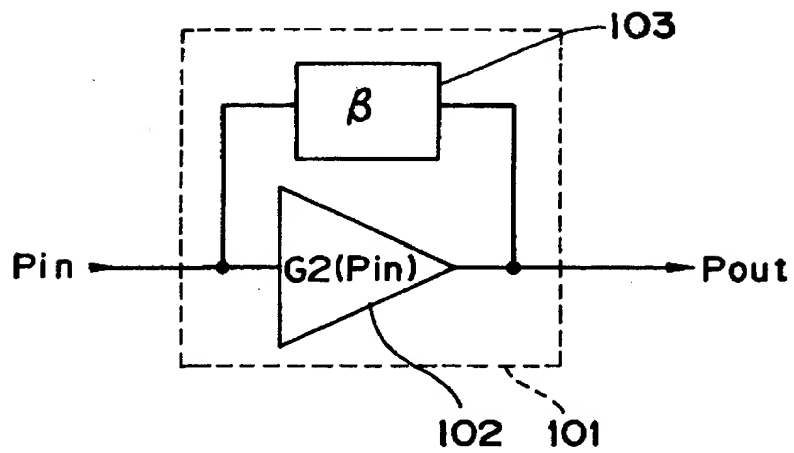
【図 9】



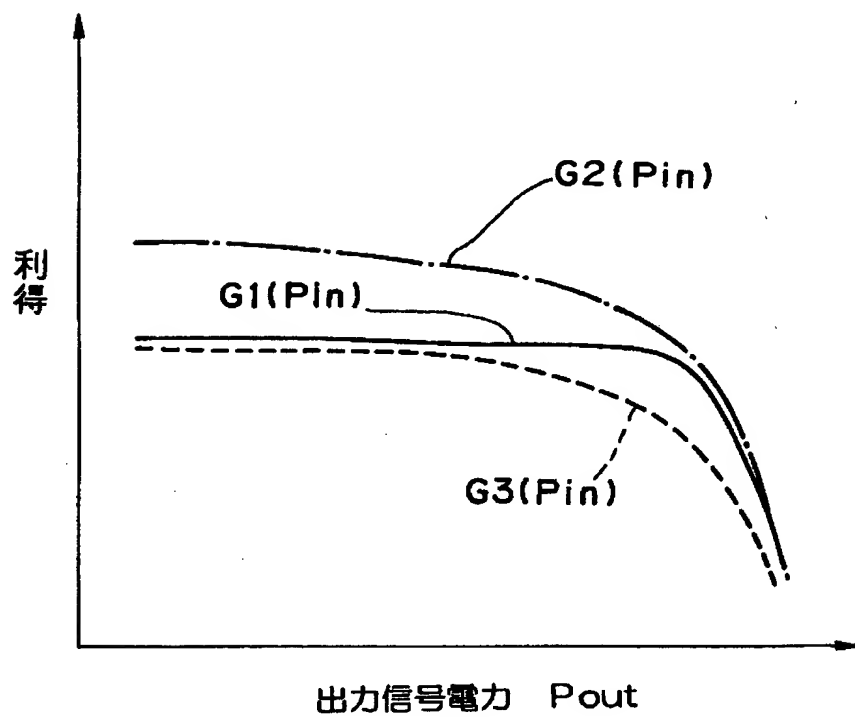
【図 10】



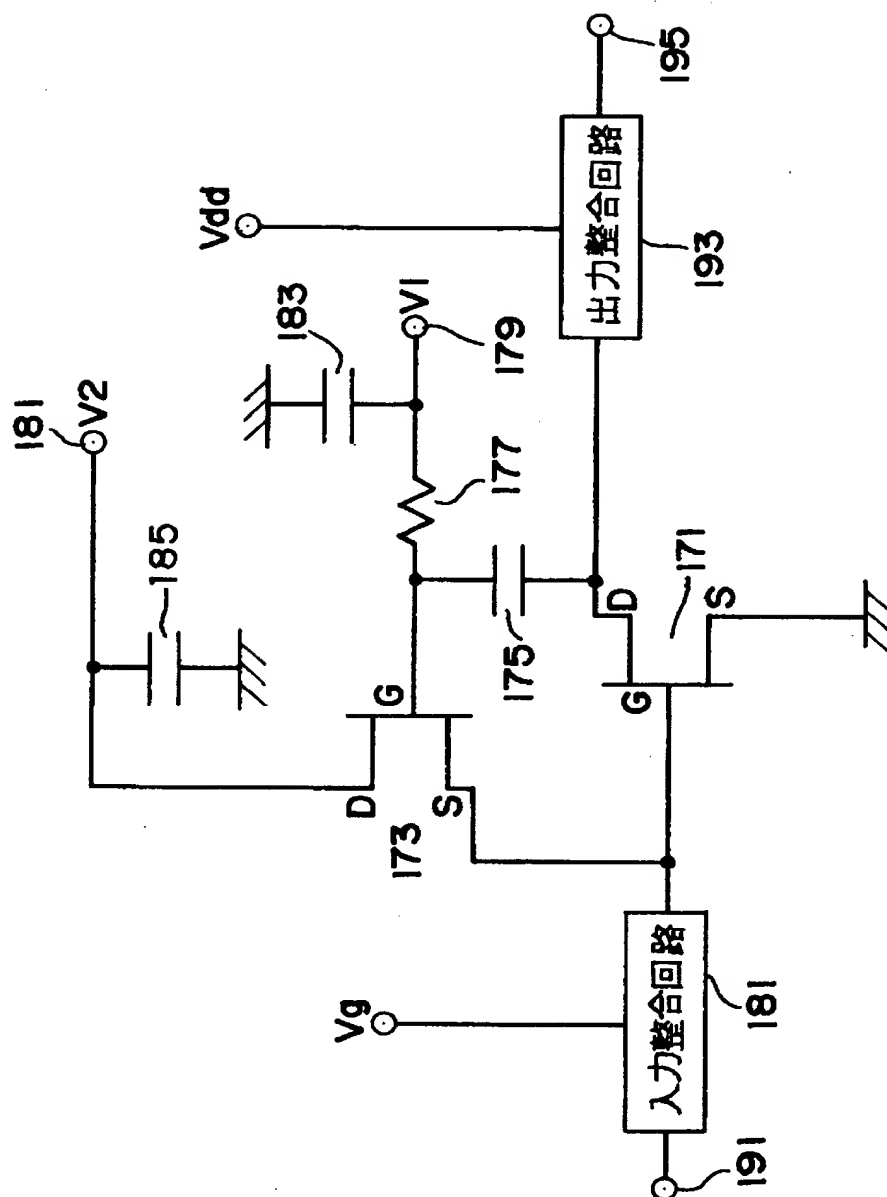
【図 1 1】



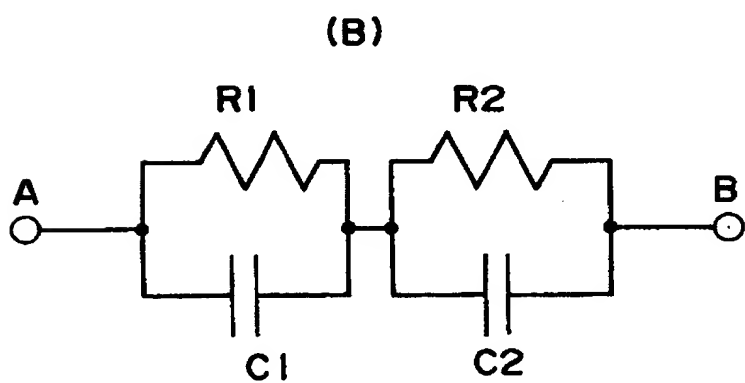
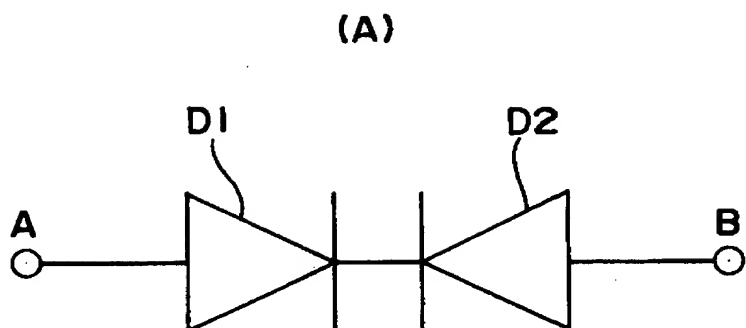
【図 1 2】



【图 13】



【図 1 4】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 飽和動作に近い状態での入力信号電力の増大による電力増幅器の利得の低下を抑制できると共に、小型化が可能な低歪みで高効率な電力増幅回路およびそれを用いた通信装置を提供する。

【解決手段】 電力増幅器 1 2 と、その電力増幅器 1 2 の信号入力端子と信号出力端子との間に接続された負帰還回路 1 3 とを備える。上記負帰還回路 1 3 のインピーダンスがその両端に生じる信号電圧に依存するようにし、負帰還回路 1 3 による電力増幅器 1 2 に対する負帰還量が入力信号電力によって可変となる特性を調整することにより、所定の出力信号電力付近での入力信号電力または出力信号電力の増大または減少による電力増幅器 1 2 の利得変動を抑制する。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 5 0 4 9]

1. 変更年月日	1 9 9 0 年 8 月 2 9 日
[変更理由]	新規登録
住 所	大阪府大阪市阿倍野区長池町 2 2 番 2 2 号
氏 名	シャープ株式会社